

대한민국 특허청
KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2002-0044341
Application Number PATENT-2002-0044341

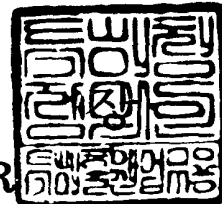
출원년월일 : 2002년 07월 26일
Date of Application JUL 26, 2002

출원인 : 삼성전자 주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2002 년 11 월 04 일

특 허 청
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0021
【제출일자】	2002.07.26
【국제특허분류】	G01R
【발명의 명칭】	홈 네트워크에서 스테이션 인식 및 링크 설정 방법
【발명의 영문명칭】	Methods for station recognition and link establishment in Home-network
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이영필
【대리인코드】	9-1998-000334-6
【포괄위임등록번호】	1999-009556-9
【대리인】	
【성명】	정상빈
【대리인코드】	9-1998-000541-1
【포괄위임등록번호】	1999-009617-5
【발명자】	
【성명의 국문표기】	권오상
【성명의 영문표기】	KWON, Oh Sang
【주민등록번호】	690507-1056918
【우편번호】	441-812
【주소】	경기도 수원시 권선구 고색동 886-83 태산아파트 102동 1212호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	조용수
【성명의 영문표기】	CHO, Yong Soo
【주민등록번호】	590915-1047122

【우편번호】	137-040
【주소】	서울특별시 서초구 반포동 2-1 신반포아파트 12동 303호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이미현
【성명의 영문표기】	LEE, Mi Hyun
【주민등록번호】	760606-2631720
【우편번호】	156-756
【주소】	서울특별시 동작구 흑석1동 중앙대학교
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	남상규
【성명의 영문표기】	NAM, Sang Ku
【주민등록번호】	721011-1042012
【우편번호】	156-756
【주소】	서울특별시 동작구 흑석1동 중앙대학교
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 이영필 (인) 대리인 정상빈 (인)
【수수료】	
【기본출원료】	20 면 29,000 원
【가산출원료】	26 면 26,000 원
【우선권주장료】	0 건 0 원
【심사청구료】	20 항 749,000 원
【합계】	804,000 원
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 홈 네트워크에서 스테이션 인식 및 링크 설정 방법에 관한 것으로, OFDM 방식의 홈 네트워크에서 홈 네트워크를 구성하는 각 스테이션에서 프레임의 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 방법에 있어서, (a) 각 스테이션에 노드 번호를 부여하고, 노드 번호에 대응하는 부채널을 할당하는 단계; (b) 출발지 스테이션은 자신의 노드 번호 및 목적지 노드번호에 대해 할당된 부채널에 대응하는 톤을 하나의 OFDM 심볼로 구성하고, OFDM 심볼을 프레임에 실어서 전송하는 단계; 및 (c) 출발지 스테이션을 제외한 스테이션들은 프레임으로부터 톤을 검출하고, 톤으로부터 얻어진 부채널의 인덱스를 이용하여 노드번호를 복원하여 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 단계를 포함함을 특징으로 한다.

본 발명에 따르면, 하나의 매체를 공유하면서 스테이션간 데이터 전송에서 신호검출 후 첫 OFDM 심볼을 복조하여 목적지 스테이션의 정보를 검출함으로써 모든 스테이션에서의 일정 헤더부분의 데이터 복원과 채널 추정을 수행해야하는 오버헤드를 제거할 수 있다.

【대표도】

도 7

【명세서】**【발명의 명칭】**

홈 네트워크에서 스테이션 인식 및 링크 설정 방법{Methods for station recognition and link establishment in Home-network}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 HomePNA 시스템을 구성하는 복수의 스테이션들이 하나의 매체를 공유하는 것을 개념적으로 도시한 것이다.

도 2는 HomePNA 시스템에서의 프레임 구조를 도시한 것이다.

도 3은 본 발명이 적용되는 OFDM방식의 HomePNA 시스템의 모델에 대한 블록도이다.

도 4는 OFDM HomePNA모델에서 사용되는, 본 발명에 따른 데이터 프레임 구조를 도시한 것이다.

도 5는 데이터 전송 전에 수행되는 초기화 과정에서 정방향 링크 초기화 프레임 구조를 도시한 것이다.

도 6은 초기화 과정에서 역방향 링크를 설정하기위한 역방향 링크 초기화 프레임 구조를 도시한 것이다.

도 7은 출발지 스테이션과 목적지 스테이션간의 링크 초기화 및 데이터 전송과정을 도시한 흐름도이다.

도 8은 전화선로상에 존재하는 잡음의 스펙트럼을 도시한 것이다.

도 9는 동종근단누화잡음의 크기를 도시한 것이다.

도 10은 HomePNA 시스템에서 송수신되는 신호의 경로를 도시한 것이다.

도 11은 인식 톤을 주파수 영역에서 도시한 것이다.

도 12는 인식 톤 검출을 통한 데이터 복호화 과정에 대한 흐름도이다.

도 13은 한정된 심볼을 이용하여 각 부채널에서 추정된 잡음 전력을 4개의 대역으로 나누어 그룹별로 구한 평균 잡음 전력을 도시한 것이다.

도 14는 정방향 링크와 역방향 링크 설정 예를 도시한 것이다.

도 15는 본 발명에 따라 Notify 톤을 구성하는 패턴의 예를 도시한 것이다.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <16> 본 발명은 홈 네트워크에서 스테이션 인식 및 링크 설정 방법에 관한 것으로, 특히 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식의 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하고, 비트로딩 정보를 전송하여 링크를 설정하는 방법에 관한 것이다.
- <17> OFDM은 전체 대역을 각 부채널간에 상호직교성을 갖는 다수의 부반송파를 사용하여 역고속푸리에변환(Inverse Fast Fourier Transmfor, IFFT)을 통해 변조하는 방식이다. 그리고 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 매 OFDM 심볼의 시작부분에 삽입하여 인접심볼 간 간섭과 인접 부채널간 간섭을 회피하며, 수신단에서는 채널에 의한 왜곡을 주파수 영역에서 단일 탭 등화기로 보상할 수 있다. 또한 각 부채널의 신호대 잡음비의 환경에 따라 해당 부채널에 비트 수를 다르게 할당하는 워터필링(water-filling) 기법을 적용하여 채널 용량을 최대화하고 심볼간 간섭이 존재하는 채널하에서 정해진 비트오류확률을 만족시킬 수 있는 장점이 있다.

<18> OFDM 또는 DMT(Discrete Multi-Tone) 시스템에서는 원하는 성능, 즉 비트오류확률이 존재하며 그 조건하에서 최대의 채널 용량을 얻기위해서 초기화 과정을 통해 채널 분석 결과와 추정된 정보를 신뢰성있게 전달하는 것이 필요하다. 초기화 과정에서의 채널 분석은 송신단에서 수신단으로 전송된 훈련 신호를 이용하여 부채널에서의 신호대잡음비를 계산하는 것으로, 이와 같이 계산된 신호대 잡음비를 이용하여 워터필링기법으로 채널용량을 극대화할 수 있는 비트로딩 정보를 구한다. 실제 데이터 전송에서는 부채널당 로딩되는 비트 수에 따라 인코딩한 신호를 송신하고 수신단에서는 이를 수신하여 상기 비트 수에 따라 디코딩을 수행한다. 이 때, 송신단과 수신단에서는 동일한 비트로딩 정보를 가지고 있어야한다. 따라서, 최대 전송용량을 얻기위한 비트로딩 정보는 수신단에서 높은 신뢰성을 가지고 송신단으로 전송될 필요가 있다.

<19> 홈 네트워크 기술중에서 HomePNA (Home Phoneline Networking Alliance)는 기존의택내 전화선로를 사용함으로써 새로운 배선이 필요하지않고 고속의 데이터를 안정적으로 제공한다는 장점을 가지고 있다. HomePNA는 1998년에 1Mbps급의 규격을 표준화하였고, 1999년에 10Mbps급의 HomePNA 2.0 규격을 표준화하였다.

<20> HomePNA 시스템에서는 도 1에 도시된 바와 같이 여러 스테이션들(A,B, ...,E)이 하나의 매체를 공유하고 있으며 채널 점유의 공정성을 위해 한 프레임이 전송할 수 있는 용량이 제한되어 있다. 그러므로 데이터를 전송하고자하는 스테이션은 제한된 전송용량에 따라 프레임을 나누고, 프레임마다 전송을 위한 채널 경쟁(CSMA, Carrier Sense Multiple Access)을 수행한다. 채널 경쟁의 결과, 데이터 전송 도중 타 스테이션에 의한 채널 점유 현상이 발생할 수 있기 때문에 이전 프레임과 다음 프레임의 연속성이 보장되지않는다. 그러므로 네트워크상의 스테이션들은 수신된 신호의 목적지 스테이션을 확인

하여야하고 수신된 프레임은 출발지에 따라 다른 채널을 통과하게 되므로 채널에 대한 정보를 알아야한다. 또한, 전송된 데이터는 송신단의 채널 상황에 따른 변조 방법에 의해 변조된 것이므로, 목적지 스테이션은 데이터를 복원하기 위해서 프레임이 통과한 채널에 따른 데이터 변조방법을 설정해야한다. 이와 같이 HomePNA시스템에서는 수신지를 인식하기 위한 목적지 스테이션 확인 방법과 데이터 복원을 위한 채널에 따른 정보설정 방법이 필요하다.

<21> HomePNA 시스템에서는 수신된 신호의 채널 왜곡을 보상하기 위해서 매 프레임마다 채널 추정을 수행하여 채널 정보를 설정한다. 설정된 채널 정보를 이용하여 헤더를 복원하고 채널 왜곡을 보정한 후 복원된 데이터로부터 프레임의 주소지 정보와 실제 데이터 변조 방법을 알 수 있다.

<22> 도 2는 HomePNA 시스템에서의 프레임 구조를 나타낸다. HomePNA 프레임은 채널 추정을 위한 프리앰블(Preamble) 필드, 프레임 제어(FRAME CTRL) 필드, 목적지 주소(DA) 필드, 출발지 주소(SA) 필드, 상위계층의 프로토콜을 표시하거나 뒤이은 데이터 필드의 길이를 나타내는 Type/length 필드를 포함하는 헤더, 데이터 필드, 전송 오류 검출을 위한 FCS(Frame Check Sequence) 필드 및 CRC(Cyclic Redundancy Check) 필드, 최소 프레임 길이가 되도록 데이터를 추가하는 PAD(PADding) 필드, 그리고 EOF(End Of File) 필드를 구비한다. 상기 DA 필드부터 FCS 필드까지는 이더넷 패킷(Ethernet packet)을 구성한다.

<23> 도시된 프레임 구조에서 상기 프리앰블 필드값을 이용하여 채널이 추정된다. 프리앰블을 포함한 헤더는 항상 고정된 값으로 변조된다. 따라서 네트워크상의 모든 스테이션들이 매체를 통해 신호를 수신할 때마다 채널 정보를 설정하며, 목적지 주소에 해당하는

스테이션을 제외한 나머지 스테이션들은 신호의 수신을 멈추게 된다. 목적지 스테이션은 헤더로부터 얻은 변조 방법과 추정된 채널 정보를 이용하여 데이터를 복원한다. 이와 같이, HomePNA시스템에서는 매 프레임마다 채널을 추정하여 채널 정보를 설정하며, 추정된 채널 정보를 이용하여 헤더를 복원함으로써 목적지 주소를 파악하기 때문에 출발지 스테이션을 제외한 모든 스테이션들이 상기한 바와 같은 과정을 수행한다. 또한 모든 프레임의 헤더는 고정된 최소 부호화 변조 방법으로 전송되므로 채널환경이 좋은 경우라면 데이터 전송 효율이 떨어지는 문제점이 있다.

<24> OFDM 심볼단위로 데이터를 전송하는 OFDM 방식의 HomePNA 시스템은 공유매체 네트워크를 구성하기 때문에 전송용량이 제한적이고 프레임마다 송신단과 수신단이 달라질 수 있어서 통신링크 설정대상이 변하게된다. 따라서 데이터 전송 효율과 다음 프레임 전송을 위한 채널경쟁, 이전 프레임에서의 결과 저장 등으로 인한 오버헤드와 지연시간을 고려한 프레임 구조가 필요하다. 또한 OFDM방식은 데이터 전송 전에 초기화 과정을 수행하여 송수신단이 데이터를 복원하기위한 채널 설정 정보, 즉 채널 등화기의 계수 및 비트로딩 정보 등을 모두 동일하게 알고 있다. 따라서 수신단에서 수신된 신호의 송신단을 확인하면 신호가 통과한 채널을 알 수 있으므로 데이터 복원에 필요한 정보를 초기화 과정에서 얻은 정보로 설정할 수 있다.

<25> 따라서 OFDM방식의 HomePNA 시스템에서 모든 스테이션에서 헤더를 처리하는데 따른 오버헤드를 줄이기위해 목적지 스테이션을 인식할 수 있는 방법과 통과채널을 알 수 있도록 출발지 스테이션을 인식하는 것이 필요하다.

<26> 한편, 홈 네트워크를 구성하는 HomePNA 시스템에서는 그 특성상 동일 링크를 통한 프레임 전송의 연속성이 보장되지않는다. 그래서 초기화 과정에서는 많은 심볼을 사용할

경우에는 다수의 초기화 프레임이 필요하게 되며 이전 초기화 프레임에서의 채널 분석 결과를 저장하기 위한 공간 등이 추가로 필요하게 된다. 그리고 HomePNA 시스템에서는 다수 프레임 전송을 위한 채널 경쟁과 프레임 전송 사이에 타 스테이션에 의한 채널 점유 등으로 인해 프로세스 시간이 매우 길어지게 되어 초기화 과정을 수행하는데는 많은 시간이 소요된다. 그에 따라 실제 데이터 전송에 앞서서 수행되는 초기화에 의한 초기 지연 시간이 길어져서 데이터 전송의 효율성을 떨어뜨리게 된다. 그러므로 HomePNA 시스템에서는 여러 번의 채널 경쟁으로 인한 소비시간과 오버헤드 등을 고려하여 효율적으로 채널을 분석할 수 있는 방법과 프레임 구조가 필요하게 된다.

<27> OFDM 시스템에서는 채널 분석 과정에서 측정한 SNR을 이용하여 현재의 비트오류율 하에서 최대 전송용량을 얻을 수 있는 비트와 이득 정보를 구한다. 비트와 이득정보는 실제 데이터 전송에서 데이터를 부호화하기 위한 정보로서, 높은 신뢰도를 가지고 수신단에서 송신단으로 전송되어야 한다. 비트로딩 정보는 비트와 이득정보를 포함하는데, 비트 정보는 부채널에 2~15개 비트 수의 로딩으로 4비트로 표현되고, 이득 정보는 12비트로 표현되어 전체 비트 로딩 정보는 부채널당 2바이트의 정보를 가진다.

<28> OFDM 방식의 HomePNA 시스템은 동일한 전화선로를 사용하는 기존 서비스들과의 중첩을 피하기 위해 12MHz이상의 고주파 대역을 사용한다. 또한 HomePNA 시스템에서는 채널 길이가 150m이내로 제한되기 때문에 고주파 대역에서의 감쇄는 크지 않으며 네트워크 구성에 따른 다수의 브리지 탭의 영향으로 여러 스펙트럼 널이 존재한다. 또한 HomePNA 시스템에서는 사용자가 임의로 네트워크를 구성하여 지정한 영역에 스펙트럼 널이 발생할 수 있어서 기존 전화선을 이용한 시스템에서와 같이 강건한 부채널을 미리 정하는 것이

매우 위험하게 된다. 따라서 HomePNA 시스템에서는 초기화 과정에서 각 채널 환경에 따라 강건한 부채널을 선택하여 비트와 이득 정보를 전송할 수 있는 방식이 필요하다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<29> 본 발명이 이루고자하는 기술적 과제는 OFDM방식의 HomePNA 시스템에서 목적지 스테이션을 제외한 다른 스테이션들의 오버헤드를 줄이는 목적지 스테이션 인식방법과, OFDM 방식에서 초기화 과정을 통해 얻은 채널 정보를 수신된 프레임의 채널에 따라 설정할 수 있도록 목적지 스테이션에서 프레임의 출발지 스테이션을 인식하는 방법을 제공하는데 있다.

<30> 본 발명이 이루고자하는 다른 기술적 과제는 OFDM방식의 HomePNA 시스템에서 주어진 채널환경에서 강건한 부채널을 선택하여 비트로딩 정보를 전송하는 방법을 제공하는데 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<31> 상기 기술적 과제를 이루기위한, 본 발명은 OFDM 방식의 홈 네트워크에서 상기 홈 네트워크를 구성하는 각 스테이션에서 프레임의 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 방법에 있어서, (a) 상기 각 스테이션에 노드 번호를 부여하고, 상기 노드 번호에 대응하는 부채널을 할당하는 단계; (b) 상기 출발지 스테이션은 자신의 노드 번호 및 상기 목적지 노드번호에 대해 할당된 부채널에 대응하는 톤을 하나의 OFDM 심볼로 구성하고, 상기 OFDM 심볼을 상기 프레임에 실어서 전송하는 단계; 및 (c) 상기 출발지 스테이션을 제외한 스테이션들은 상기 프레임으로부터 상기 톤을 검출하고, 상기 톤으로부터 얻어진 상

기 부채널의 인덱스를 이용하여 노드번호를 복원하여 상기 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 단계를 포함함을 특징으로한다.

<32> 상기 다른 기술적 과제를 이루기위한, 본 발명은 복수의 스테이션을 구비하는 홈 네트워크에서, 각 스테이션간 링크를 설정하는 방법에 있어서, (a) 출발지 스테이션에서 자신의 주소 및 목적지 스테이션의 주소를 포함하는 인식 정보, 상기 출발지 스테이션의 채널 환경을 반영한 평균 잡음 전력 및 훈련 시퀀스를 포함하는 프레임을 구성하여 전송하는 단계; (b) 상기 목적지 스테이션은 수신한 인식정보로부터 자신이 목적지 스테이션임을 확인하고, 수신한 훈련 시퀀스로부터 채널전력 및 잡음전력을 추정하는 단계; (c) 상기 목적지 스테이션은 추정된 채널전력, 잡음전력 및 상기 평균 잡음 전력을 이용하여 부채널들을 선택하고, 선택된 부채널들의 위치정보를 하나의 OFDM 심볼로 구성하여 상기 출발지 스테이션으로 전송하는 단계; 및 (d) 상기 출발지 스테이션은 상기 OFDM 심볼을 복원하고 상기 부채널 위치정보를 통해 최종 부채널의 위치를 검출하는 단계를 포함함을 특징으로한다.

<33> 이하에서 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예들을 보다 상세히 설명하기로 한다. 도 3은 본 발명이 적용되는 OFDM방식의 HomePNA 시스템의 모델에 대한 블록도이다. 도시된 바에 따른 HomePNA 모델은 송신측에서 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 엔코더(100), 직/병렬화부(S/P)(102), IFFT(103), 병/직렬화부(P/S)(103), 보호구간 삽입부(104), DAC(105) 및 제1믹서(106)를 구비한다. 수신측에서는 제2믹서(111), ADC(112), S/P(113), 보호구간 제거부(114), FFT(116), 주파수 영역 등화기(Frequency domain Equalizer, FEQ)(116), P/S(117) 및 QAM 디코더(118)를 구비한다.

<34> QAM 엔코더(100)는 입력 비트들을 QAM변조 방식으로 변조하고 비트로딩 정보에 따라 M-ary 매핑한다. S/P(101)는 QAM 엔코더(100)에서 출력되는 직렬 비트들을 병렬 비트들 X_k 로 변환하고, IFFT(102)는 X_k 를 각 부반송파를 이용하여 다음 식으로 표현되는 신호 x_n 으로 변환한다.

<35> <수학식 1>

$$<36> \quad x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad 0 \leq n \leq N-1$$

<37> 여기서, X_n 은 각 부채널에서 비트로딩 정보에 따라 엔코딩된 QAM 성상도의 복소 심볼이며 N 은 부채널의 개수이다. P/S(103)는 IFFT된 신호 x_n 을 다시 직렬 데이터로 변환하고, 보호구간 삽입부(104)는 각 직렬 데이터의 시작부분에 보호구간, 즉, 순환 프리픽스(cyclic prefix)를 삽입한다. DAC(105)는 이 신호를 아날로그 신호로 변환하고, 제1믹서(106)는 상기 아날로그 신호를 반송파 주파수에 실어서 채널을 통해 전송한다. 여기서 신호는 대역제한된 채널 또는 무선 채널을 통과하며, 통과도중에는 해당 채널에 존재하는 잡음이 첨가된다. 수신측에서 제2믹서(111)는 송신측의 반송파 주파수와 동일한 반송파 주파수를 이용하여 수신된 아날로그 신호를 기저대역 신호로 전환하고, ADC(112)는 이 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환한다. 보호구간 제거부(114)는 상기 디지털 신호로부터 보호구간을 제거한 신호 y_n 을 출력하고, FFT(115)는 부반송파를 이용하여 다음 식과 같은 병렬 데이터 Y_m 을 출력한다.

<38> <수학식 2>

$$<39> \quad Y_m = \frac{1}{\sqrt{N}} y_n e^{-j2\pi mn/N} \quad 0 \leq m \leq N-1$$

- <40> FEQ(116)는 계수를 이용하여 상기 병렬 데이터에 대해 채널왜곡을 보상하고, P/S(117)는 이를 직렬 데이터로 변환한다. QAM 디코더(118)는 송신측과 동일한 비트 로딩 정보를 이용하여 M-ary 디매핑하고 데이터를 복호해낸다. 여기서 FEQ(116)의 계수와 비트로딩 정보는 채널 분석을 통해 초기화 과정에서 추정된다.
- <41> 도 4는 OFDM HomePNA모뎀에서 사용되는, 본 발명에 따른 데이터 프레임 구조를 나타내고, 도 5는 데이터 전송 전에 수행되는 초기화 과정에서 정방향 링크 초기화 프레임 구조를 나타내며, 도 6은 초기화 과정에서 역방향 링크를 설정하기위한 역방향 링크 초기화 프레임 구조를 나타낸다.
- <42> 정방향 링크 초기화 프레임은 데이터를 전송하기 전에 채널 분석을 위해 송신단에서 수신단으로 전송되는 것으로, 목적지 및 출발지 스테이션의 주소를 포함하는 인식(recognition) 심볼, 채널 분석을 위한 훈련 시퀀스로 구성된 S 심볼 그리고 송신단에서의 평균 잡음 전력 값을 갖는 잡음 이득(noise gain) 심볼로 구성된다.
- <43> 역방향 링크 초기화 프레임은 실제 데이터 송신시 해당 채널에 대해 비트오류확률 이하에서 데이터 통신을 하기 위해서 송신단에서도 비트 로딩정보 및 채널 정보를 알 수 있도록 수신단에서 송신단으로 전송되는 것으로, 인식 심볼, 훈련 시퀀스로 구성되는 S 심볼, 그리고 역방향 링크를 설정하는 강건한 부채널에 대한 정보를 갖는 notify 심볼, 그리고 채널분석과정을 통해 얻은 비트와 이득 정보로 구성된다.
- <44> 여기서, 훈련 시퀀스는 순환 프리픽스를 사용하는데, 이는 주기적인 신호이므로 많은 심볼을 사용할 경우에는 순환 프리픽스를 사용하지않아도 되나, 신호 전송의 효율면에서 심볼에 삽입되는 전체 순환 프리픽스의 수가 하나의 OFDM 심볼의 샘플 수보다 작을 경우는 순환 프리픽스를 사용하는 것이 적절하다.

- <45> 상기 데이터 프레임, 정방향 링크 초기화 프레임 및 역방향 링크 초기화 프레임을 사용하여 출발지 스테이션과 목적지 스테이션간의 링크 초기화 및 데이터 전송과정은 도 7에 도시된 바와 같다.
- <46> 정방향 링크는 데이터를 전송하기위한 채널이며, 역방향 링크는 수신단에서 송신단으로 채널 분석을 통해 추정된 정보들을 전송하기위해 설정되는 채널이다. 각 링크별 프레임 형식은 HomePNA 시스템에 적합하게 채널 경쟁을 통한 처리 지연 등의 오버헤드가 발생하지않도록 하나의 프레임으로 구조화된다.
- <47> 도시된 바에 따르면, 출발지 스테이션(송신단)은 평균 잡음 전력을 측정하고, 이를 정방향 링크 초기화 프레임의 잡음 이득 심볼로 삽입하여 정방향 링크 초기화 프레임을 준비하고, 매체를 액세스하여 채널획득에 성공하면 준비한 정방향 초기화 프레임을 목적지 스테이션(수신단)으로 전송한다. 잡음 이득 정보는 QPSK를 이용하여 하나의 OFDM 심볼에 다음 표와 같이 매핑될 수 있다.

<48> <표 1>

부채널 인덱스	성상점(constellation point)
0, 10, 20, ..., 10n	00
1, 11, 21, ..., 10n+1	잡음이득 비트 0&1
2, 12, 22, ..., 10n+2	잡음이득 비트 2&3
3, 13, 23, ..., 10n+3	잡음이득 비트 4&5
4, 14, 24, ..., 10n+4	잡음이득 비트 6&7
5, 15, 25, ..., 10n+5	잡음이득 비트 8&9
6, 16, 26, ..., 10n+6	잡음이득 비트 10&11
7, 17, 27, ..., 10n+7	잡음이득 비트 12&13
8, 18, 28, ..., 10n+8	잡음이득 비트 14&15
9, 19, 29, ..., 10n+9	잡음이득 비트 16&17

- <50> 송신단을 제외한 나머지 스테이션은 정방향 링크 초기화 프레임을 수신하고, 첫 OFDM 심볼인 인식 심볼로부터 수신단을 확인한다. 각 스테이션중 인식 심볼에 설정된 수

신단이 자신인 경우에만 나머지 심볼들을 수신한다. 수신단에서는 수신한 심볼들로부터, 동기화, 채널 및 잡음 추정, SNR 계산, 잡음이득 정보 복원, 비트 로딩 그리고 부채널 선택 등의 과정을 수행한다. 또한, 수신단에서는 구해진 비트 로딩 정보를 송신단으로 전송하기 위해 정방향 초기화 프레임에 포함된 잡음 이득 정보와 추정한 채널 정보를 가지고 부채널중 SNR이 우수한 부채널로 역방향 링크를 설정한다. 역방향 링크를 통해 전송된 신호를 송신단에서 정확히 복원하기 위해서는 상기 링크 설정에 대한 정보를 알아야하므로, 수신단에서는 비트 로딩 정보 뿐 만 아니라 강건한 부채널 정보를 함께 전송할 수 있는 역방향 링크 초기화 프레임을 구성하여 매체를 획득한 후에 전송한다. 송신단에서는 역방향 링크 초기화 프레임을 수신하고 심볼 검출, 인식, 동기화, 채널 추정, notify 톤 복원, 비트 정보 복원 그리고 비트 로딩 정보 설정 등의 과정을 수행한다. 송신단은 상기 과정에서 선택된 부채널의 정보를 검출한 후, 해당 부채널에서 비트 로딩 정보를 복원한다. 송신단은 복원된 비트 로딩 정보를 이용하여 데이터 프레임을 구성하여 수신단에 전송하고, 수신단에서는 상기 데이터 프레임으로부터 다시 심볼 검출, 인식, 동기화, 채널 추정, 데이터 복원, 에러 점검을 위한 순환 용장도 검사(Cyclic Redundancy Check)를 수행한다. 수신단은 송신단과 동일한 비트 로딩 정보를 가지고 데이터를 복원한다. 상기 CRC 검사 결과 데이터 프레임 수신시 에러가 발생하였다면, 수신단에서는 재송신(NACK) 프레임을 구성하여 전송하고, 송신단에서는 이를 처리하게 된다.

<51> 정방향 링크 초기화 프레임을 구성하기 위해 송신단은 채널 환경을 고려하여 잡음 이득 정보를 얻는다. HomePNA 시스템은 기존 맥내 전화선로를 이용하여 네트워크를 구성하며 반이중 전송 모드(half duplex mode)로 동작한다. 따라서 정방향 링크의 삽입손실과 역방향 링크의 삽입손실은 같으나 각 스테이션의 위치와 주변 환

경에 따라 잡음이 변하게 되어 정방향과 역방향 링크의 채널환경이 달라지게 된다. 일반 전화선로 상에 존재하는 잡음의 종류로는 가산 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise), 무선 주파수 간섭(Radio Frequency Interference), 다른 서비스(ISDN, ADSL, VDSL)로부터의 잡음, 동종근단누화(self- Near End crossTalk, self-NEXT) 등이 있다. 도 8은 전화선로상에 존재하는 잡음의 스펙트럼을 도시한 것으로, 주로 고주파 영역에서 우위를 차지하는 잡음을 나타낸 것이다. 이들중 HomePNA에 가장 영향을 주는 잡음은 self-NEXT이다. 그 이유는 HomePNA의 경우 채널 길이가 150m 이내로 짧기 때문에 12MHz이상의 고대역에서 우수한 특성을 보이므로 기존 서비스에 의한 영향이 제거되기 때문이다. 이 self-NEXT의 전력 스펙트럼 밀도 PSD_{NEXT} 는 다음 식과 같이 모델링된다.

<52> <수학식 3>

$$PSD_{NEXT}(f) = S(f) k_N f^{1.5} \left(\frac{N_u}{49} \right)^{0.6}$$

<54> 여기서, k_N 은 NEXT 잡음의 상수이고, N_u 는 사용자 수, $S(f)$ 는 해당 전송 시스템에서 전송되는 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다. 도 9는 상기 수학식 3으로 모델링된 NEXT의 크기를 나타내며, NEXT는 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 고려하는 서비스 종류에 따라 self-NEXT와 이종 근단누화(foreign-NEXT)로 나눌 수 있다. 또한 HomePNA 시스템에서 선로를 통해 송수신되는 신호는 도 10에 도시된 바와 같이 각 노드(스테이션)를 통과할 때 최소 3dB정도의 망내 손실(intra-network loss)을 겪게 된다. self-NEXT의 경우 유출되는 누화도 고려한다면 6dB 정도가 작아진

다. 그러므로 바인더에 가까운 스테이션은 이러한 누화의 영향을 크게 받게되고 바인더에서 멀리 떨어진 스테이션은 누화의 영향을 덜 받게 된다. 상기 수학식 3에서 모델링되는 NEXT는 바인더내의 누화이고, 실제적으로 HomePNA 시스템에서는 상기 도 10에 도시된 바와 같이 각 사용자와 바인더 사이의 전송선로로 인한 망간 경로 손실(inter-network path loss)을 고려해야한다. 망간 경로 손실은 간섭신호가 바인더까지 전송되면서 겪는 손실 $H_1(f)$ 과 간섭신호로 인한 바인더내의 커플링에 의한 누화가 잡음으로 사용자의 전송선로에 도달하기까지 겪는 손실 $H_2(f)$ 를 고려한 것으로, 전송선로의 길이 100ft당 3dB 정도 감쇄된다.

<55> 각 프레임에서의 인식 톤은 수신단 및 송신단을 맨 처음에 판단하도록 프레임의 맨 앞단에 위치한다. 인식 톤은 송/수신단의 주소 정보를 말하는 것으로, 송/수신단에 부여된 고유의 노드 번호이다. 네트워크 상의 각 스테이션에는 고유의 노드 번호가 로딩된다. 인식 톤은 전송하고자하는 프레임의 첫 OFDM 심볼로서, 수신단의 노드 번호와 송신단의 노드 번호를 포함한다. 각 노드 번호에는 사용될 전송대역이 배분되고, 각 노드번호는 해당 대역에 대응되는 톤으로 표현된다. 각 노드 번호에 대한 대역할당은 다음 식과 같이 전체 부반송파의 수를 네트워크를 구성하는 최대 노드 수로 나눈 값으로 표현된다.

<56> <수학식 4>

<57>
$$M=N/d$$

<58> 여기서, M은 하나의 노드 번호에 할당되는 부채널의 수, N은 전체 부반송파의 수, d는 네트워크를 구성하는 최대 노드 수이다.

<59> HomePNA 시스템의 전송용량을 고려하여 수신단과 송신단을 판단하기 위해서, 본 발명에서는 도 11에 도시된 바와 같이, 반송파 주파수 f_c 를 기준으로 두 부분으로 나누어 하위 대역에는 수신단에 할당된 톤을 싣고, 상위 대역에는 송신단에 할당된 톤이 실리게 되어 각각에 $M/2$ 개의 톤이 실린다.

<60> 부채널을 배분할 때 노드 번호의 순서대로 전체 대역에 해당 스테이션의 부채널을 $M/2$ 개의 연속하는 대역에 할당하게 되면, 채널상황에 따라 그 대역에 스펙트럼 널이 존재하는 경우 정보가 손실되어 해당 정보를 검출할 수 없게 된다. 그러므로 알 수 없는 상황에서도 인식 톤이 강건하게 전송될 수 있도록 주파수 영역에서 주기적으로 톤을 할당해야한다. 주파수 영역에서 주기적으로 톤을 할당하면, 채널 상황이 열악한 대역의 부반송파 주파수를 잃어버리는 경우가 발생하더라도 다이버시티 효과가 있어서 반복된 톤의 다른 위치를 검출할 수 있다.

<61> 다음 수학적식은 노드 번호에 따른 부채널의 인덱스가 최대 노드 수 d 를 주기로 할당되는 것으로 나타낸 것이다.

<62> <수학적식 5>

$$D_i = \{ (k \bmod d) == DSN \}, k < N/2$$

$$S_i = \{ (k \bmod d) == SSN \}, k > N/2, i = 1, \dots, M/2$$

<64> 여기서, DSN(Destination Station Node umber)은 수신단 노드 번호, SSN(Source station Node number)은 송신단 노드 번호이다.

<65> 할당된 부채널에 다음 식과 같이 주어진 톤 R 을 실어서 전송한다.

<66> <수학적식 6>

<67>

$$X_k = \begin{cases} R_{D\text{-tone}}, & k \text{ is } D_i, k < N/2 \\ R_{S\text{-tone}}, & k \text{ is } S_i, k > N/2 \\ 0, & \text{others} \end{cases}$$

<68>

예를 들어, HomePNA 시스템에서 최대 노드 수가 25개이고, 사용할 수 있는 부반송파의 수가 200인 경우 송신단 및 수신단 주소에 대해 노드 당 4개씩 부반송파가 사용되며 각 영역에 목적지와 출발지의 노드 번호를 25개의 부채널 주기로 톤을 할당한다.

<69>

인식 톤이 상기 수학식 6과 같이 구성되는 경우, 몇 개의 톤에 동일한 심볼이 할당되고 사이즈가 큰 IFFT를 사용하게되어 시간영역에서 다음 식으로 표현되는 최대 전력 대 평균 전력의 비(Peak-to-Average power Ratio, PAR)가 커질 수 있다.

<70> <수학식 7>

<71>

$$PAR = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{peak power}}{\text{average power}} \right) [dB]$$

<72>

이를 해결하기 위해 본 발명에서는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 신호를 사용하여 다음 식과 같이 각 톤마다 위상을 유사랜덤하게 $0, \pi/2, \pi$, 또는 $3\pi/2$ 만큼 회전시킨 성상도 값을 할당하게 된다.

<73> <수학식 8>

<74>

$$X_k = \begin{cases} 0, & k \neq S_i \text{ or } D_i, 0 \leq k \leq 256 \\ Q_k, & k = S_i \text{ or } D_i, \text{ 단, } Q_k \text{는 } p\pi/2 \text{만큼 회전, } p = (k \bmod 4) \end{cases}$$

<75>

상기한 바와 같이 구성되는 인식 톤은 뒤이어 오는 훈련 시퀀스 심볼과 동일한 전력을 갖는다. 그 이유는 다음과 같다. OFDM 시스템에서 스테이션의 주소에 따라 구성된 인식 심볼은 전체 대역중 소수 대역만을 사용하므로 송신 전력이 작아지기 때문에 채널 환경에 따라서는 톤의 검출에 앞선 신호를 검출하는데 문제가 발생할 수 있다. 즉, 잡음

의 영향이 큰 채널인 경우 소수의 톤으로만 구성된 심볼의 전력이 잡음에 강건하지 못하므로 신호를 검출하기가 어렵다. 따라서 수신단에서의 신호 검출에 대한 신뢰성을 높이기 위해서 인식 톤으로 구성된 OFDM 심볼의 전력이 혼련 시퀀스의 심볼 전력과 동일하게 되도록 신호 \hat{x}_n 은 다음 식과 같이 구성되어야 한다.

<76> <수학식 9>

$$\hat{x}_n = \sqrt{\frac{N}{M}} * \tilde{x}_n$$

<78> 여기서, M은 하나의 노드번호에 할당되는 부채널의 수, N은 전체 부반송파의 수, \tilde{x}_n 은 각 부반송파의 변조된 신호, 즉, IFFT된 신호에 순환 프리픽스가 삽입된 신호이다.

<79> 상기 수학식에 따르면, 수신단에서 신뢰성있는 신호를 검출하도록 송신단에서 미리 신호 전력을 높여서 전송하므로 채널과 잡음에 대해 강건해진다.

<80> 송신단을 제외한 모든 스테이션에서는 수신된 신호를 FFT한 후, 부채널에서의 신호 크기를 측정하여 수신단의 부반송파 영역과 송신단의 부반송파 영역에서 크기가 큰 M/2개의 부채널을 검출한다. 본 발명에서는 채널 환경에 따라 신호의 크기가 다르므로 일정 크기의 임계치를 사용하지않고 각 부반송파 영역에서 큰 크기를 가진 부채널 M/2개만을 얻어 채널 환경과는 무관하게 인식 톤을 검출할 수 있다. 검출된 부반송파에 해당하는 부채널의 인덱스 (k_i)를 최대 노드 수 d의 모듈로 연산을 통해 해당 스테이션의 노드 번호를 다음 식과 같이 검출할 수 있다.

<81> <수학식 10>

$$\text{노드 번호}(S_i) = k_i \bmod d, \quad i = 1, \dots, M/2$$

- <83> 여기서, k_i 는 부채널 인덱스, S 는 노드 번호이다.
- <84> 잡음의 영향이 큰 채널상황이면 유실되는 톤이 존재하게되므로, 검출된 노드 번호가 하나 이상 검출될 수 있다. 이 경우 검출된 수가 가장 많은 노드 번호가 목적지 스테이션으로 선택된다. 선택된 노드 번호를 통해 수신단을 인식한다. 수신단을 제외한 나머지 스테이션들은 신호의 수신을 멈춘다. 그리고 수신단은 상기와 동일한 방법으로 인식 톤의 송신단 영역에서 송신단의 노드번호를 검출하여 송신단을 인식한다.
- <85> 상기 출발지 및 목적지 정보로부터 프레임이 통과해온 채널을 판단하고 해당 채널에 대해 초기화 과정에서 얻은 FEQ의 계수와 비트 로딩 정보를 설정할 수 있다. 도 12는 상기한 바와 같은 인식 톤 검출을 통한 데이터 복호화 과정에 대한 흐름도이다. 도시된 바에 따르면, 먼저, 수신 신호로부터 프레임을 검출한다(800단계), 검출된 프레임로부터 순환 프리픽스를 제거하고(801단계), FFT를 수행하여 심볼단위로 출력한다(802단계). 출력된 심볼이 첫번째 심볼이면(803단계), 목적지 스테이션이 자신의 스테이션인지를 구분하고(813단계), 아니라면, 상기 800단계를 다시 수행한다. 목적지 스테이션이 자신이면 심볼 데이터로부터 출발지 스테이션을 인식하고(804단계), FEQ의 계수 및 비트 로딩 정보를 각각 검출한다(805, 806단계). 상기 803단계에서 첫번째 심볼이 아니면 상기 805단계에서 검출된 FEQ 계수를 이용하여 등화하고(815단계), 상기 806단계에서 검출된 비트 로딩 정보를 이용하여 복호화한다(816단계).
- <86> 수신단에서는 정방향 링크 초기화 프레임으로부터 송신단을 인식하여 저장한 다음, 가능한 최대의 전송용량을 얻기위해서 채널 분석을 통해 각 부채널에서의 채널과 잡음

스펙트럼을 추정하고 신호대 잡음비를 계산하여 해당 채널 환경에서 로딩될 수 있는 최적의 비트수와 이득 분포를 구하고, 비트와 이득정보를 송신단으로 전송한다.

<87> 채널 분석은 송수신단에서 미리 알고있는 훈련 시퀀스를 이용하여 이루어진다. 훈련 시퀀스 x_n 은 X_k 의 QPSK 심볼을 이용하고 주기 N 을 가지는 주기적인 신호이다. 여기서 주기 N 은 임의의 채널 응답 계수 p_n 의 길이보다 크거나 같게 설정한다. 송신단에서 전송된 훈련 시퀀스가 채널을 통과하여 다음 식과 같이 수신단에서 수신된다.

<88> <수학식 11>

<89>
$$y_n = x_n * p_n + u_n$$

<90> 여기서, u_n 은 x_n 과 상관성이 없는 가산성 잡음이다.

<91> 채널 추정은 수신신호와 훈련 시퀀스의 채널 출력 사이의 오류신호가 최소가 되도록 하는 채널 응답의 추정치 \hat{p}_n 를 구하는 것이며, 오류신호 e_n 은 다음 식과 같이 주어진다.

<92> <수학식 12>

<93>
$$e_n = y_n - \hat{p}_n * x_n$$

<94> 여기서 x_n 은 N 샘플의 주기로 주기적인 신호이므로 FFT에 의해 복조된 X_m 또한 N 주기동안 주기적인 신호가 된다. 시간영역 신호 $y_n, x_n, \hat{p}_n, p_n, u_n, e_n$ 에 대한 주파수 영역 신호를 $Y_m, X_m, \hat{P}_m, P_m, U_m, E_m$ 이라 하면, 상기 수학식 11을 주파수 영역에서 표현하면 다음 식과 같다.

<95> <수학식 13>

<96>
$$Y_m = X_m \cdot P_m + U_m$$

<97> 또한, 상기 수학식 12와 같이 표현된 오류 신호도 주파수 영역에서는 다음 식과 같이 표현된다.

<98> <수학식 14>

<99>
$$E_m = Y_m - \hat{P}_m \cdot X_m, \quad m=0, \dots, N$$

<100> 오류신호의 평균자승오차(Mean Square Error, MSE)가 최소가 되도록 하는 채널 응답 추정치는 시간영역에서 $\delta_n = p_n - \hat{p}_n$ 만큼의 오류를 가지며, 이에 대한 주파수 영역에서의 표현은 $\Delta_m = P_m - \hat{P}_m$ 으로 된다. 채널 응답의 추정치 \hat{P} 가 실제 채널 응답 p 와 같게되면 추정치의 오류 δ 는 0이 되고, 채널 추정에 따른 오류신호 $e_n = u_n$ 이 된다.

<101> 수신단에서 채널 응답은 수신신호의 주파수 영역 신호를 훈련 시퀀스의 주파수 영역 신호로 나눈 값으로, 이에 따른 채널 추정치 \hat{P}_m 은 다음과 같다.

<102> <수학식 15>

<103>
$$\hat{P}_m = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{Y_{l,m}}{X_{l,m}}$$

<104> 여기서, L은 심볼 수이다.

<105> 수신신호의 주파수 영역신호는 다음 식과 같이 표현되며, $Y_{l,m}$ 은 l번째 심볼에서 m번째 부채널의 출력을 나타낸다.

<106> <수학식 16>

<107>
$$Y_{l,m} = X_{l,m} \cdot P_m + U_{l,m}$$

<108> 상기 수학식 16을 상기 수학식 15에 대입하면, 주파수 영역에서 \hat{P}_m 을 추정할 값은 다음 식으로 주어진다.

<109> <수학식 17>

$$\hat{P}_m = P_m + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{U_{l,m}}{X_{l,m}}$$

<111> 추정치의 오류는 상기 수학식 17로부터 다음 식과 같이 주어진다.

<112> <수학식 18>

$$\Delta_m = -\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{U_{l,m}}{X_{l,m}}$$

<114> 여기서 $X_{l,m}$ 은 일정한 크기를 가지는 시퀀스로 $X_{l,m} = |X|e^{j\theta_{l,m}}$ 로 표현한다.

<115> 채널응답계수를 추정한 후, 각 부채널에서의 수신신호의 오류는 다음 식으로 계산된다.

<116> <수학식 19>

$$\begin{aligned} E_m &= Y_m - \hat{P}_m \cdot X_m = \Delta_m \cdot X_m + U_m \\ &= U_m + \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L U_{l,m} e^{j(\theta_m - \theta_{l,m})} \end{aligned}$$

<118> 상기 수학식 19에서 주어진 오류신호의 MSE는 심볼 수(L)가 증가할수록 감소하게 된다.

<119> 잡음전력 추정은 채널 추정과 동시에 수행할 수 있으며, 수신신호에서 채널 응답의 추정치를 제거한 후 남아 있는 오류 시퀀스 E_m 의 분산을 이용하여 구한다. 다음 식은 m 번째 부채널에서 L 샘플에서의 오류 신호의 분산으로 얻어지는 잡음 스펙트럼의 전력을 나타낸다.

<120> <수학식 20>

$$<121> \quad \hat{\sigma}_m^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |E_{l,m}|^2$$

<122> 각 부채널에서 추정된 채널 전력과 잡음 전력에 의해 계산되는 신호대 잡음비(SNR)는 다음 식으로 계산된다.

<123> <수학식 21>

$$<124> \quad SNR_m = \frac{\varepsilon_m \cdot |\hat{P}_m|^2}{\hat{\sigma}_n^2}$$

<125> 얻어진 SNR을 이용하여 성능레벨, 즉, $10e^{-7}$ 정도의 비트오류율(BER)을 만족하도록 m번째 부채널에 다음 식과 같이 비트를 할당한다.

<126> <수학식 22>

$$<127> \quad b_m = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right), \quad SNR_m = \frac{\varepsilon_m |\hat{P}_m|^2}{|\hat{\sigma}_m|^2}, \quad \Gamma = 9.8 + \gamma_m - \gamma_c$$

<128> 여기서, SNR_m 은 m번째 부채널의 SNR을 나타내고, ε_m 은 각 부채널에 할당된 심볼 전력, $|\hat{P}_m|^2$ 와 $|\hat{\sigma}_m|^2$ 는 각각 부채널에서의 감쇄율과 잡음전력을 나타낸다. 그리고 Γ 는 BER을 10^{-7} 을 만족시키는 SNR-gap이며, γ_m 은 잡음 마진, γ_c 는 부호화 이득(coding gain)이다.

<129> 이와 같은 OFDM 방식의 모뎀에서 단일 OFDM 심볼이 심볼주기동안 전송하는 총 비트 수는 $b = \sum_{m=0}^{N-1} b_m$ 이며, 전송용량은 다음 식과 같이 결정된다.

<130> <수학식 23>

$$<131> \quad R = \frac{B}{N + N_{cp}} \cdot b$$

<132> 여기서, B는 사용하는 대역폭이며, N_{CP} 는 순환 프리픽스의 길이를 나타낸다.

<133> 수신단에서 이루어지는 상기 잡음 추정과정은 다음과 같다. 수신단에서는 훈련 시퀀스를 이용하여 채널을 추정하고, 동시에 채널 추정치에 의한 오류 신호를 이용하여 평균 잡음 전력을 추정한다. 채널 분석 과정에서 심볼 수가 많을수록 각 추정치 오차의 평균 편차가 감소하게된다. 그러나 HomePNA 시스템에서는 많은 심볼을 이용하여 채널을 분석하는데에는 다수의 프레임 사용에 따른 오버헤드와 긴 추기지연 시간이 요구되므로, 이를 극복하기 위해서는 한 프레임내의 한정된 심볼을 이용하여 채널을 분석할 수 있는 방식이 필요하다. HomePNA 시스템은 가정내의 기기를 연결하므로 스테이션 사이의 길이가 길지않고 잡음은 self-NEXT가 가장 영향을 주기 때문에, 본 발명에서는 채널 분석에서 self-NEXT에 의한 추정치의 평균 편차를 한정된 심볼을 이용하여 감소시킬 수 있는 방식을 택한다. 상기 도 9를 참조하면 self-NEXT의 크기는 주파수가 커질수록 증가하지만 12~30 MHz 대역사이에는 증가량이 크지않아 4dB이하의 차이를 보이며, 부채널간 잡음 스펙트럼의 차가 크지않음을 알 수 있다. 각 부채널에서 잡음 스펙트럼을 추정하고 추정치의 평균 편차를 일정 레벨 이하로 감소시키기 위한 샘플 수는 채널 분석에 사용되는 심볼 수보다 더 많은 심볼을 필요로한다. 그래서 각 부채널에 대해 그 부채널의 잡음 추정치와 편차가 크지않은 주변 부채널의 샘플을 이용함으로써 해당 부채널의 평균 편차를 줄이게된다. 즉, 각 부채널의 잡음 스펙트럼의 추정에 있어서 주변 부채널의 잡음 스펙트럼 정보를 추가로 이용하면 해당 부채널의 추정치의 평균편차를 감소시킬 수 있다. 예를 들어, 잡음 추정치의 평균 편차를 일정 레벨 이하로 줄이기위해서 L개의 샘플 수가 필요하나 L/10개의 심볼만을 이용할 경우에 주변 10개의 부채널을 추가로 이용할 수 있

게 그룹을 구성하여 잡음의 평균 전력을 추정한다. 각 부채널에서 잡음 스펙트럼을 그룹을 지어 다음 식과 같이 추정할 수 있다.

<134> <수학식 24>

<135>

$$\tilde{N}_l = \frac{N}{G} \sum_{m=l\frac{N}{G}}^{(l+1)\frac{N}{G}-1} \hat{\sigma}_m^2, \quad l=0, \dots, G-1$$

<136> 여기서 G는 전체 대역을 그룹으로 나눈 수이며, 위 식과 같이 측정한 잡음 스펙트럼은 다음 식과 같이 그룹 내의 부채널에서 동일하게 이용된다.

<137> <수학식 25>

<138>

$$\hat{N}_k = \begin{cases} \tilde{N}_0, & 0 \leq k \leq \frac{N}{G} - 1 \\ \tilde{N}_1, & \frac{N}{G} \leq k \leq \frac{2N}{G} - 1 \\ \vdots \\ \tilde{N}_{G-1}, & \frac{(G-1)N}{G} \leq k \leq N-1 \end{cases}$$

<139> 도 13은 한정된 심볼을 이용하여 각 부채널에서 추정된 잡음 전력을 4개의 대역으로 나누어 그룹별로 구한 평균 잡음 전력을 도시한 것이다.

<140> 훈련 시퀀스를 이용하여 채널과 잡음을 추정한 후, 추정된 채널 전력과 잡음 스펙트럼으로 부채널에서의 SNR을 계산하고, 공지의 Rate-adaptive loading criterion 혹은 Margin-adaptive loading criterion과 같은 로딩 알고리즘을 사용하여 해당 부채널에서의 비트와 이득 정보를 측정한다.

<141> 측정된 비트와 이득 정보가 정확하게 송신단으로 전송되도록 강건한 역방향 링크 설정이 필요하다. HomePNA 시스템은 그 특성상 부채널을 고정하지 않고 채널 경쟁을 통해 매체에 액세스하므로, 스테이션의 위치와 환경에 따라 잡음 환경이 변하여 채널 환경이

달라지게 된다. 따라서 수신단에서 송신단의 잡음 환경을 알 수 있다면 추정된 채널정보를 이용하여 역방향 링크의 채널 환경을 추정할 수 있다.

<142> 따라서 수신단에서는 잡음 이득 정보와 채널 추정정보를 이용하여 채널 왜곡을 보상하고 송신단에서 전송한 평균 잡음 전력을 복원함으로써 역방향 링크 채널 환경을 추정한다. 역방향 링크를 통해서는 실제 많은 양의 데이터 전송이 이루어지지 않으므로 채널 용량의 극대화보다는 신뢰성이 우선시되도록 링크를 설정한다. 즉, 부채널의 SNR을 계산하여 우수한 SNR을 갖는 부채널들을 선택한다. 선택된 부채널들중 연속적으로 선택되어 그룹을 형성하는 대역을 이용하여 역방향 링크를 설정한다. 도 14는 추정된 정방향 링크 환경과 역방향 링크 환경이 좋지않은 경우로 선택된 부채널이 강건한 3개의 그룹으로 형성되며, 송신단 1의 경우에는 역방향 링크 환경이 우수하여 많은 수의 강건한 부채널이 선택되어져 비트와 이득 정보를 빠르게 송신단 0보다 훨씬 적은 심볼을 이용하여 전송할 수 있다.

<143> 송신단에서 역방향 링크를 통해 전송되는 데이터를 정확하게 복원하기 위해서, 송신단은 설정된 역방향 링크에 대한 강건한 부채널 정보를 수신단과 동일하게 알아야하므로 수신단에서는 강건한 부채널에 대한 정보를 전송할 필요가 있다. 이를 위해 본 발명에서는 Notify 톤을 사용한다. Notify 톤은 수신단에서 선택된 강건한 부채널의 위치 정보를 포함하고 있으며, 송신단에서 Notify 톤을 복원하기위해서는 각 부채널에서의 전력을 측정하여 부채널을 검출하는 방법을 이용한다. 그러나 강건한 부채널중 어느 일정부분만이 선택되는 경우 그 주파수 영역에만 톤이 삽입되어 시간영역에서 임의의 신호가 커지는 현상이 발생하게되고, 전송시 손실되는 톤이 존재하면 이를 판단해낼 방법이 없어서 잘못된 톤을 송신단에서 인지하는 경우가 발생하게 된다. 송신단에서 잘못된 링크

설정 정보를 검출하게되면, 비트 로딩 정보를 제대로 복원할 수 없으므로 통신링크가 잘못 설정된다. 따라서 HomePNA 시스템에서는 Notify톤을 이용한 부채널 위치에 대한 정보 전송 뿐 만 아니라 복원된 정보를 확인할 수 있는 방식이 필요하게된다. 선택된 강건한 부채널은 도 14에 도시된 바와 같이 채널 스펙트럼이 브릿지 탭과 RFI 대역에 의한 스펙트럼 널 등의 영향으로 연속적으로 선택되어 몇 개의 그룹을 형성한다. 그러므로 본 발명에서는 수신단에서 강건한 부채널을 구성하는 그룹 전체에 톤을 신지않고, 대신 그룹의 시작 부분과 끝 부분에 톤을 구성한다. 그에 따라 톤 사이의 유기적인 연관성을 가지는 패턴으로 구성됨으로써 Notify 톤 심볼이 시간영역에서 임의의 큰 신호를 가질 수 있는 확률을 줄이고, 송신단에서 Notify 톤의 검출 오류를 줄일 수 있다. 도 15는 본 발명에 따라 Notify 톤을 구성하는 패턴의 예를 도시한 것이다. 도시된 바에 따르면, 강건한 부채널 그룹의 패턴은 시작부분에 2개의 부채널 주기로 3개의 톤을 신고, 끝 부분에 1개의 부채널 주기로 3개의 톤을 신게 된다. 이 경우 그룹을 형성하는 최소 부채널의 개수는 8개이다. 8개 이하의 부채널로 구성되는 그룹인 경우는 소수의 부채널에 해당하여 안정적이지 못하므로 무시한다.

<144> 송신단에서는 수신단에서 역방향 링크를 통해 전송한 Notify 톤 심볼을 수신하는데, 이 때 Notify 톤의 신뢰성있는 검출을 위하여 다음과 같은 두 단계를 거치게 된다. 첫 번째로 각 부채널에서 수신된 신호의 전력과 자신이 측정한 잡음 평균 전력을 이용하여 SNR을 계산하고, SNR이 임계치 이상인 부채널을 검출한다. 두 번째로 검출된 부채널을 상기 도 15와 같은 패턴으로 검사하여 최종적으로 강건한 부채널의 위치를 판별해낸다. 상기 패턴 검사를 통해 검출된 부채널중 중간에 잘못 검출된 부채널의 위치를 제거한다. 여기서 전력만으로 부채널을 검출했을 때 전송된 톤이 유실되는 경우가 발생한다면 그룹

의 패턴 검사로는 찾을 수 없고 유실된 톤에 의해 해당 톤이 속해있는 그룹의 패턴 검사에도 오류가 발생하게되어 그 그룹에 대한 정보를 검출할 수 없게 된다. 그러므로 톤의 유실을 방지하고 강건한 부채널의 선택하도록 임계치가 적절하게 설정되어야 한다.

<145> 역방향 링크 프레임에는 선택된 강건한 부채널의 위치 정보를 가진 Notify 톤외에도 비트로딩 정보가 포함된다. 비트로딩 정보는 송신단에서 각 부채널에 사용될 비트 및 이득 정보를 포함하는데, 선택된 부채널에만 QPSK를 통해 부채널 인덱스의 오름차순의 실린다. 여기서 비트 및 이득 정보는 송신단에서 각각 i 번째 부채널에 대해 부호화될 비트 수와 이득 값을 나타낸다. 비트 정보는 4비트, 이득정보는 12비트로 표현될 수 있고, 따라서 하나의 부채널에 대해 전송할 정보의 크기는 2바이트가 된다.

【발명의 효과】

<146> 본 발명에 따르면, 하나의 매체를 공유하면서 스테이션간 데이터 전송에서 신호검출 후 첫 OFDM 심볼을 복조하여 목적지 스테이션의 정보를 검출함으로써 모든 스테이션에서의 일정 헤더부분의 데이터 복원과 채널 추정을 수행해야하는 오버헤드를 제거할 수 있다. 또한, 초기화 과정에서 추정된 정보를 전송하기위한 역방향 링크 프레임을 구성할 때 인식 심볼을 정방향 링크 초기화 프레임 구조에서 인식 정보로부터 목적지와 출발지를 바꾸는 과정만으로 생성하며 각 링크를 하나의 프레임을 이용하여 설정할 수 있다.

<147> 비트와 이득 정보를 전송함으로써 초기화에 의한 초기 지연시간을 줄일 수 있다. 이 경우 시스템에서 전송할 정보량이 16N비트이고 3/4N부채널에서 2비트의 정보를 전송하므로 비트와 이득 정보를 전송하는데 11심볼이면 충분하다. 이는 동일한 조건에서 비대칭 디지털 가입자 회선(ADSL)이 516심볼을 이용하는 경우보다 적은 용량을 필요로한다.

<148> 또한 다양한 HomePNA 채널 환경을 분석한 후 환경에 따라 강건한 부채널을 선택하므로 ADSL의 경우처럼 저주파 대역의 부반송파를 미리 모든 채널에 대해 강건한 대역을 결정해야하는 문제점을 해결할 수 있으므로 역방향 링크 설정에 대한 신뢰성을 높힐 수 있고 선택된 부채널 전체에 비트로딩 정보를 전송할 수 있어 비트로딩 정보 전송의 효율성도 증가한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

OFDM 방식의 홈 네트워크에서 상기 홈 네트워크를 구성하는 각 스테이션에서 프레임의 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 방법에 있어서,

(a) 상기 각 스테이션에 노드 번호를 부여하고, 상기 노드 번호에 대응하는 부채널을 할당하는 단계;

(b) 상기 출발지 스테이션은 자신의 노드 번호 및 상기 목적지 노드번호에 대해 할당된 부채널에 대응하는 톤을 하나의 OFDM 심볼로 구성하고, 상기 OFDM 심볼을 상기 프레임에 실어서 전송하는 단계; 및

(c) 상기 출발지 스테이션을 제외한 스테이션들은 상기 프레임으로부터 상기 톤을 검출하고, 상기 톤으로부터 얻어진 상기 부채널의 인덱스를 이용하여 노드번호를 복원하여 상기 출발지 및 목적지 스테이션을 인식하는 단계를 포함함을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 (a)단계에서 각 노드 번호에 할당되는 부채널의 수는

전체 부반송파 수를 상기 홈 네트워크의 노드 수로 나눈 것임을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 (a)단계에서 부채널의 할당은

다음 수학적식

$$D_i = \{ (k \bmod d) == DSN \}, k < N/2$$

$$S_i = \{ (k \bmod d) == SSN \}, k > N/2, i = 1, \dots, M/2$$

여기서, N 은 전체 부반송파의 수, DSN 은 목적지 스테이션의 노드 번호, SSN 은 출발지 스테이션의 노드 번호, D_i 는 목적지 스테이션에 할당되는 부채널 인덱스, S_i 는 출발지 스테이션에 할당되는 부채널 인덱스,

와 같이 할당되는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 4】

제1항에 있어서, 상기 (b)단계에서 OFDM 심볼은 상기 프레임의 맨 앞단에 위치하는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서, 상기 (c)단계는

검출된 목적지 스테이션이 자신인 스테이션은 상기 프레임의 나머지 심볼들을 수신하고, 자신이 아닌 스테이션은 상기 프레임의 나머지 심볼들을 수신하지않는 단계를 더 구비하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 6】

제1항 내지 제4항에 있어서, 상기 (b)단계의 톤은

반송파 주파수를 기준으로 상위대역은 출발지 스테이션에 할당된 톤이 실리고, 하위대역은 목적지 스테이션에 할당된 톤이 실리는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 7】

제1항에 있어서, 상기 (b)단계의 톤은

다음 수학적식

$$X_k = \begin{cases} 0, & k \neq S_i \text{ or } D_i, 0 \leq k \leq 256 \\ Q_k, & k = S_i \text{ or } D_i, \text{ 단, } Q_k \text{는 } p\pi/2 \text{만큼 회전, } p = (k \bmod 4) \end{cases}$$

여기서, D_i 는 목적지 스테이션에 할당되는 부채널 인덱스, S_i 는 출발지 스테이션에 할당되는 부채널 인덱스,

와 같이 각 톤마다 위상이 의사랜덤하게 회전되는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 8】

제1항에 있어서, 상기 (c)단계에서 노드번호의 검출은

상기 부채널의 인덱스를 상기 홈 네트워크를 구성하는 최대 노드 수의 모듈러 연산을 통해 해당 스테이션의 노드 번호를 검출하는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 9】

제8항에 있어서,

검출되는 노드번호가 하나 이상인 경우, 검출된 수가 가장 많은 노드번호를 선택하는 것으로 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 10】

제1항에 있어서, 상기 (b)단계의 톤은

뒤이어 오는 OFDM 심볼의 전력과 동일한 전력을 갖도록 상기 톤의 시간영역 신호 \hat{x}_n 은 다음의 수학적식

$$\hat{x}_n = \sqrt{\frac{N}{M}} * \tilde{x}_n$$

여기서, M은 하나의 노드번호에 할당되는 부채널의 수, N은 전체 부반송파의 수, \tilde{x}_n 은 각 부반송파의 변조된 신호에 순환 프리픽스가 삽입된 신호,

와 같이 전송되는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서 스테이션을 인식하는 방법.

【청구항 11】

복수의 스테이션을 구비하는 홈 네트워크에서, 각 스테이션간 링크를 설정하는 방법에 있어서,

(a) 출발지 스테이션에서 자신의 주소 및 목적지 스테이션의 주소를 포함하는 인식 정보, 상기 출발지 스테이션의 채널 환경을 반영한 평균 잡음 전력 및 훈련 시퀀스를 포함하는 프레임을 구성하여 전송하는 단계;

(b) 상기 목적지 스테이션은 수신한 인식정보로부터 자신이 목적지 스테이션임을 확인하고, 수신한 훈련 시퀀스로부터 채널전력 및 잡음전력을 추정하는 단계;

(c) 상기 목적지 스테이션은 추정된 채널전력, 잡음전력 및 상기 평균 잡음 전력을 이용하여 부채널들을 선택하고, 선택된 부채널들의 위치정보를 하나의 OFDM 심볼로 구성하여 상기 출발지 스테이션으로 전송하는 단계; 및

(d) 상기 출발지 스테이션은 상기 OFDM 심볼을 복원하고 상기 부채널 위치정보를 통해 최종 부채널의 위치를 검출하는 단계를 포함함을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 12】

제11항에 있어서, 상기 (a)단계의 평균 잡음 전력은

동종근단누화 잡음에 의한 것으로, 다음 수학적식

$$PSD(f) = S(f) k_N f^{1.5} \left(\frac{N_u}{49} \right)^{0.6}$$

여기서, k_N 은 상기 동종근단누화잡음의 상수이고, N_u 는 사용자 수, $S(f)$ 는 해당 전송 시스템에서 전송되는 신호의 전력 스펙트럼 밀도

과 같이 모델링되는 값을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 13】

제11항에 있어서, 상기 (a)단계의 평균 잡음 전력은

QPSK에 의해 하나의 OFDM 심볼로 매핑되어 상기 프레임에 실리는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 14】

제11항에 있어서, 상기 (b)단계의 잡음 전력 추정은

다음 수학적식

$$\tilde{N}_l = \frac{N}{G} \sum_{m=l\frac{N}{G}}^{(l+1)\frac{N}{G}-1} \hat{\sigma}_m^2, \quad l=0, \dots, G-1$$

여기서, G 는 전체 부채널에 대한 그룹 수, L 은 샘플 수, $\hat{\sigma}_m^2$ 는 m 번째 부채널에서 L 개의 샘플 수에 대한 오류 신호의 분산으로 얻어지는 잡음 스펙트럼,

과 같이 동일 그룹에 속하는 주변 부채널들의 잡음 스펙트럼 정보를 이용하여 해당 부채널의 평균 잡음 전력을 추정하는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 15】

제14항에 있어서, 상기 동일 그룹내에 속하는 부채널의 잡음 스펙트럼은 상기 그룹 내에서 동일하게 적용되는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 16】

제11항에 있어서, 상기 (c)단계의 부채널들의 선택은

추정된 채널전력 및 잡음 전력을 이용하여 각 부채널의 신호대잡음비를 구하는 단계;

상기 추정된 채널전력을 이용하여 상기 송신단에서 전송된 평균 잡음 전력을 복원하는 단계;

상기 복원된 평균 잡음 전력에 비해 상기 신호대잡음비가 우수한 순서로 부채널들을 선택하는 단계; 및

선택된 부채널들중 연속적으로 선택되어 그룹을 형성하는 대역을 이용하여 역방향 링크를 형성하는 단계를 구비함을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 17】

제16항에 있어서, 상기 부채널들의 위치정보는

상기 그룹의 시작과 끝 부분에 톤을 실어서 상기 OFDM 심볼을 형성하는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 18】

제17항에 있어서, 상기 (d)단계의 위치 검출은

각 부채널에서 수신된 신호의 전력과 상기 평균 잡음 전력으로부터 신호대잡음비를 검출하고, 검출된 신호대잡음비가 임계치 이상인 부채널을 검출하는 단계; 및

검출된 부채널에 대해 상기 그룹에 톤이 실리는 형태를 참조하여 부채널의 위치를 검출하는 단계를 구비하는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 19】

제11항에 있어서, 상기 (c)단계는

상기 선택된 부채널들에 상기 출발지 스테이션에서 부호화될 비트 수와 이득값을 포함하는 비트로딩 정보를 상기 프레임에 더 구비하여 전송하는 것으로 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【청구항 20】

제19항에 있어서, 상기 비트 수는

상기 신호대잡음비를 이용하여

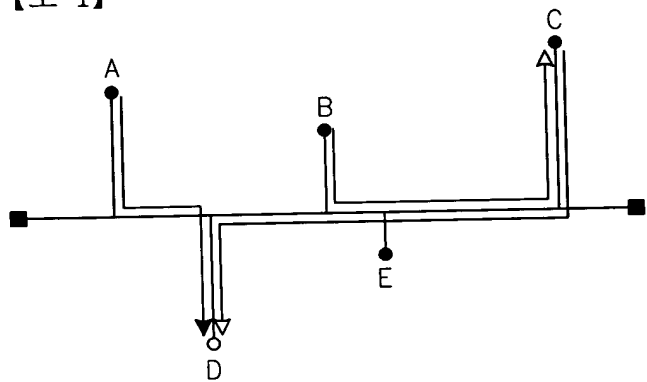
다음 수학적식

$$b_m = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_m}{\Gamma} \right), SNR_m = \frac{\epsilon_m |\hat{P}_m|^2}{|\sigma_m|^2}, \Gamma = 9.8 + \gamma_m - \gamma_c$$

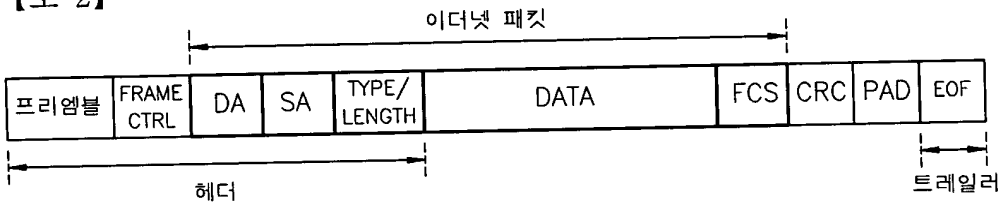
여기서, SNR_m 은 m 번째 부채널의 SNR을 나타내고, ϵ_m 은 각 부채널에 할당된 심볼 전력, $|\hat{P}_m|^2$ 와 $|\hat{\sigma}_m|^2$ 는 각각 부채널에서의 감쇄율과 잡음전력을 나타내고, Γ 는 BER을 10^{-7} 을 만족시키는 SNR-gap이며, γ_m 은 잡음 마진, γ_c 는 부호화 이득(coding gain),
과 같이 할당되는 것을 특징으로하는 홈 네트워크에서의 링크 설정 방법.

【도면】

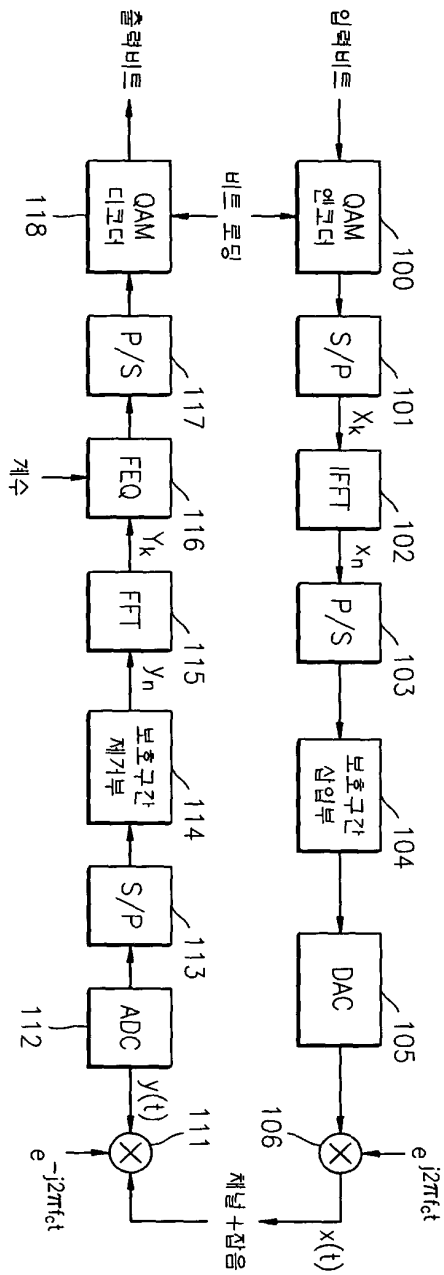
【도 1】



【도 2】



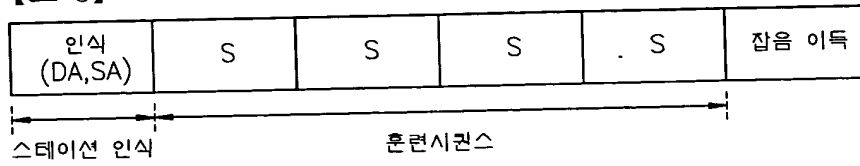
【도 3】



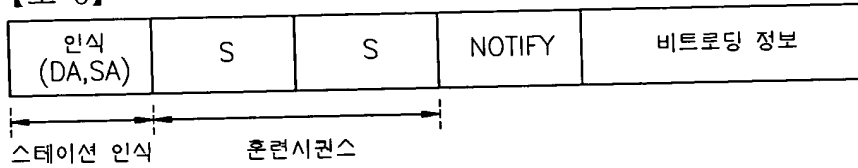
【도 4】

인식 (DA,SA)	S	S	DATA
---------------	---	---	------

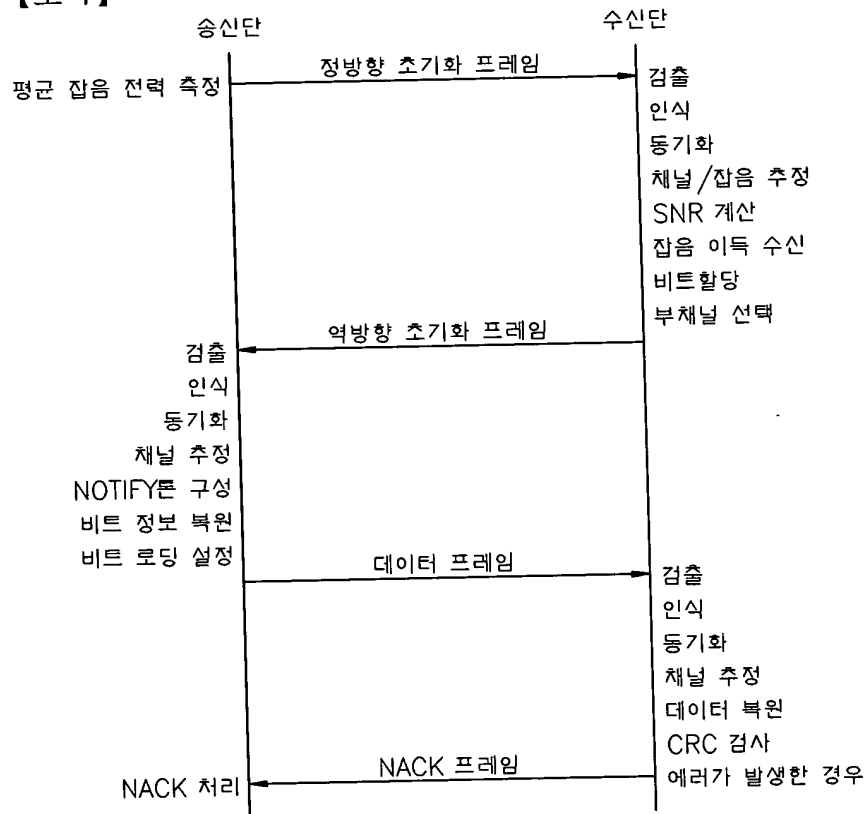
【도 5】



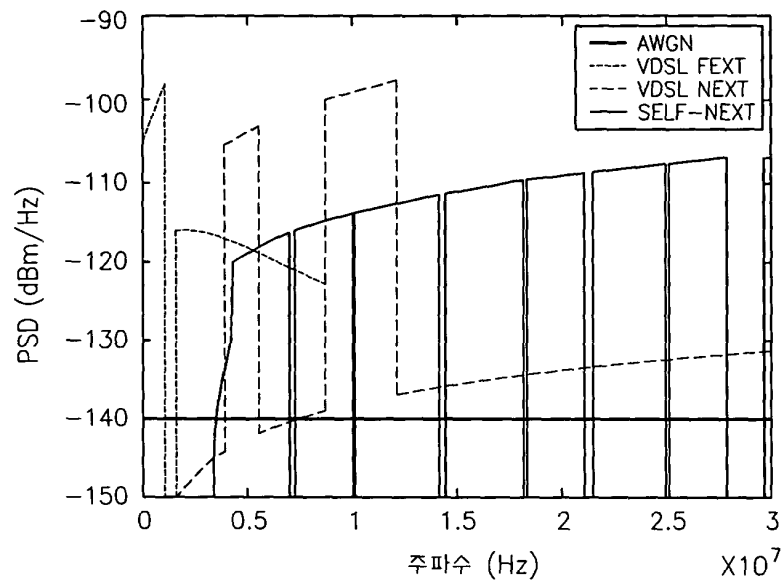
【도 6】



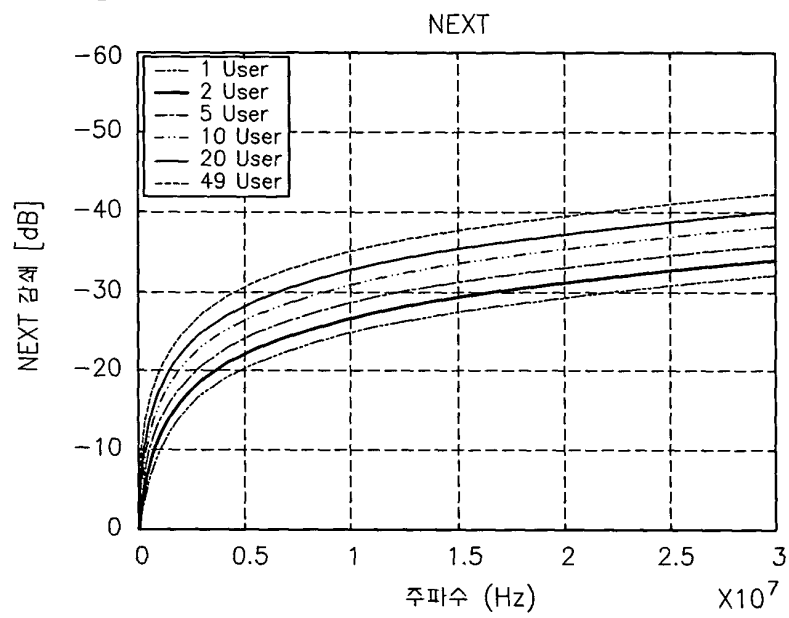
【도 7】



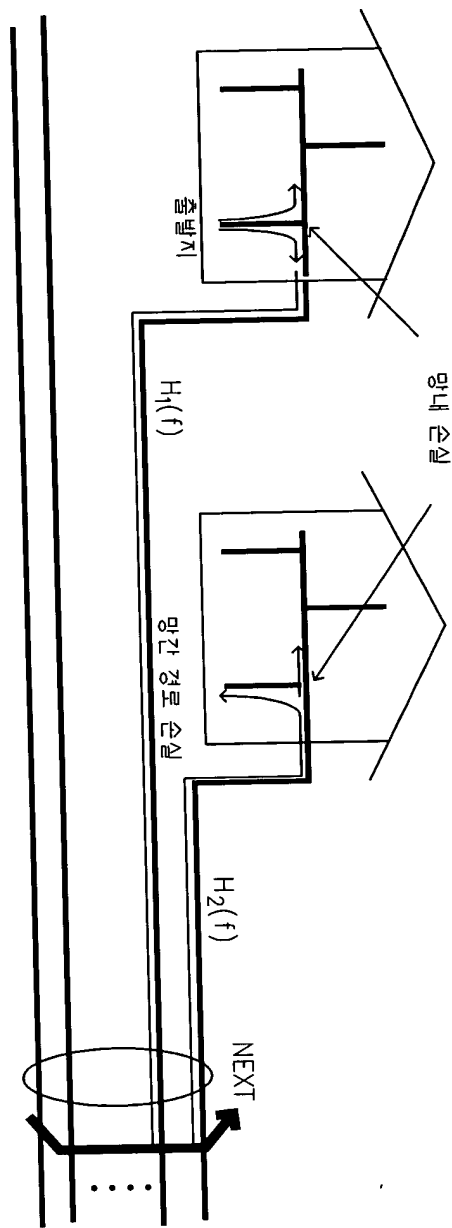
【도 8】



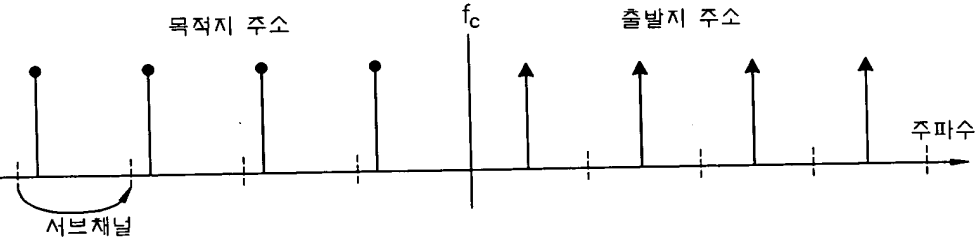
【도 9】



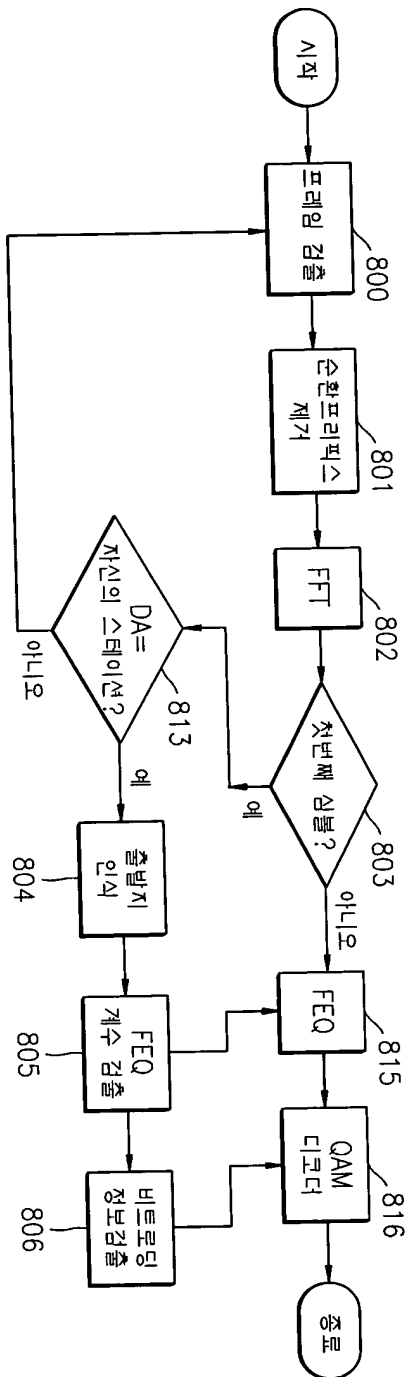
【도 10】



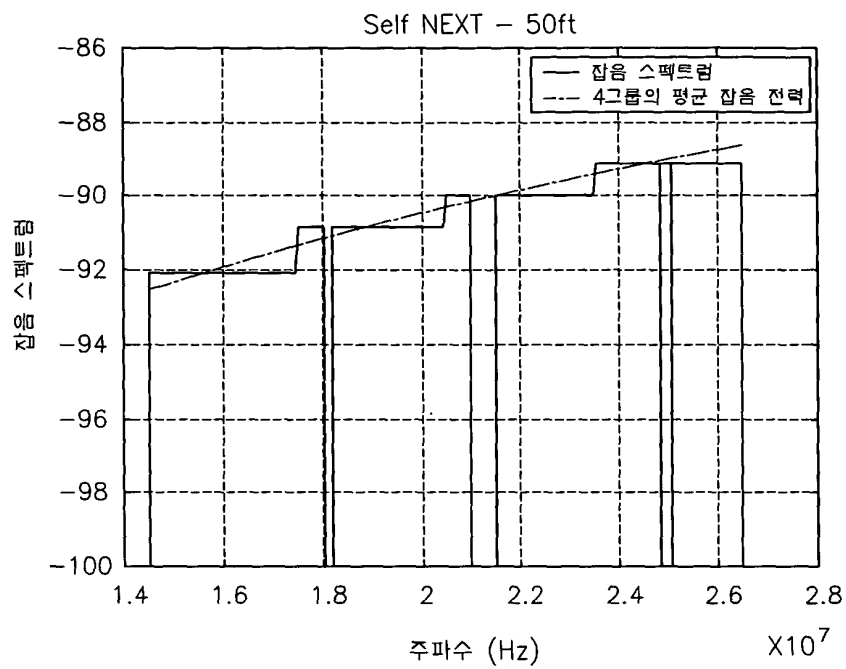
【도 11】



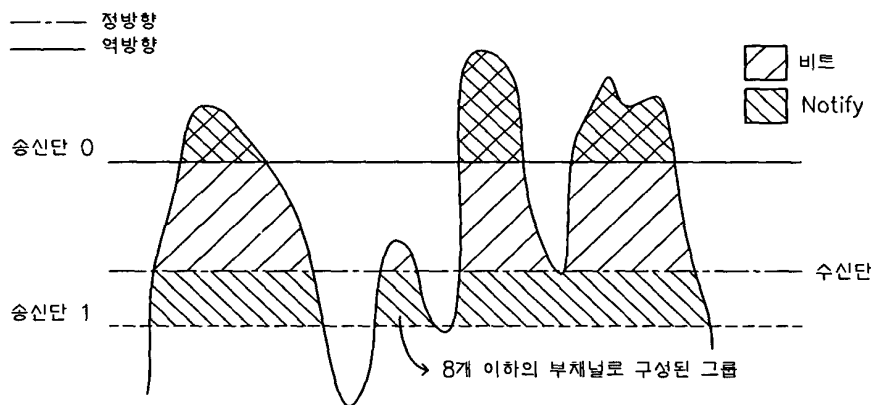
【도 12】



【도 13】



【도 14】



【도 15】

